

# 一种新型无源软开关变换器

褚恩辉<sup>1,2</sup>, 金 升<sup>1</sup>, 张化光<sup>1</sup>

(1. 东北大学信息科学与工程学院, 辽宁沈阳 110004; 2. 流程工业综合自动化教育部重点实验室, 辽宁沈阳 110004)

**摘 要:** 为实现一种结构简单、高效、高频、低的电压应力、易于控制的软开关变换器, 提出了一种新型无源软开关变换器. 它通过采用简单的无源辅助谐振网络实现了开关管的软开关, 开关管电压电流应力小, 解决了输出二极管反向恢复问题. 特别适用于以 IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) 作为开关器件的高电压大功率场合. 该文以其在 Boost 变换器的应用为例分析了它的工作原理, 软开关实现条件, 给出了谐振参数的设计方法, 该软开关设计思想可以推广到其他基本的 DC-DC 变换器中. 制作了一个使用 IGBT 的 5kW ~ 20kHz 的实验样机, 通过实验验证了该变换器的有效性.

**关键词:** 无源 DC-DC 变换器; 零电流软开关; 零电压软开关

**中图分类号:** TM464 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2010) 08-1963-06

## A Novel Passive Soft Switching Converter

CHU En-hui<sup>1,2</sup>, Jin Sheng<sup>1</sup>, ZHANG Hua-guang<sup>1</sup>

(1. School of Information Science and Engineering, North Eastern University, Shenyang, Liaoning 110004, China;

2. Key Laboratory of Integrated Automation of Process Industry (Northeastern University) of National Education Ministry, Shenyang, Liaoning 110004, China)

**Abstract:** In order to realize a simple topology, high efficiency, high frequency, low voltage stress, easy to control soft switching three phase inverter, A novel Passive Assisted Soft Switching Converter is presented in the paper. Soft Switching of the switch can be achieved by using Passive Assisted Resonant network. It is very attractive for high power application where IGBT is predominantly used as the power switch. Its operation principle is analyzed through its application to the boost converter. The condition of soft switching and the design considerations are analyzed in detail. The novel soft switching cell can be also used in other basic dc-dc converter. A 5kW ~ 20kHz prototype which uses IGBT (insulated gate bipolar transistor) is made. The effectiveness of the proposed converter is confirmed by the experimental results.

**Key words:** passive DC-DC converter; zero current switching (ZCS); zero voltage switching (ZVS)

## 1 引言

硬开关 PWM 变换器以其拓扑结构简洁、控制方式简单、工作频率恒定以及输出调节特性好而在通信、网络服务器等领域得到广泛应用. 在高电压、大功率应用场合, 功率器件承受的电压、电流应力大, 开关损耗大, 并且电压尖峰和电流浪涌带来的电磁干扰可能影响变换器的正常工作. 为了有效地解决这些问题, 近年来国内外提出了很多软开关技术<sup>[1~4]</sup>, 有源软开关技术需要附加额外的开关元件、辅助电源、检测手段、控制策略等, 导致控制复杂, 附加成本较大, 可靠性相对减低<sup>[4~9]</sup>. 无源软开关技术与之相对照, 适用于所有工作模式、控制策略, 附加成本低, 工作效率、可靠性较高, 可以认为未来软开关电路的发展趋势是以无源软开关拓

扑电路为主<sup>[10,11]</sup>.

本文提出一种新型的无源软开关变换器, 它通过采用简单的无源辅助谐振网络实现了开关管的软开关, 开关管的电流电压应力小, 解决了二极管反向恢复问题, 可用于 IGBT 作为开关器件的高电压、大功率场合.

## 2 回路拓扑和工作原理

### 2.1 回路拓扑

无源软开关变换器主电路拓扑如图 1 所示.

$S_1$ 、 $D_o$ 、 $L_o$  和  $C_o$  分别为回路的开关管、输出整流二极管、输入滤波电感和输出滤波电容. 无源辅助谐振网络由辅助谐振电感  $L_1$ 、主谐振电容  $C_1$  和辅助谐振电容  $C_2$ 、二极管  $D_1$ 、 $D_2$ 、 $D_3$  组成.

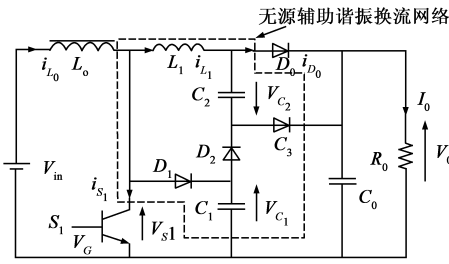


图1 新型无源软开关变换器

2.2 基本工作原理

图2和图3分别给出了变换器工作时的主要波形和模式图.图中 \$v\_g\$ 为 \$S\_1\$ 的驱动波形. \$S\_1\$ 的导通时间 \$t\_{on} = DT/2\$ (\$D\$:占空比, \$T\$:变换器的工作周期). 设 \$t = t\_0\$ 以前, \$S\_1\$ 关断, \$C\_1\$ 的电压为输出电压 \$V\_o\$, \$C\_2\$ 电压为零. 一个开关周期内有9种运行模式,如图2和图3所示.

(1)模式1:[\$t\_0 \sim t\_1\$]如图3(a)所示. 在 \$t\_0\$ 时刻, \$S\_1\$ 关断, 流过 \$L\_1\$ 的电流 \$i\_{L1}\$ 开始向 \$S\_1\$ 换流, 在 \$L\_1\$ 的作用下, \$S\_1\$ 为 ZCS 开通. 在 \$D\_0\$ 导通期间, \$L\_1\$ 两端始终被施加输出电压 \$V\_o\$, 所以, \$L\_1, D\_0\$ 的电流 \$i\_{L1}, i\_{D0}\$ 从 \$I\_{L0}\$ 开始线性减小, \$S\_1\$ 的电流从零开始线性上升, 当 \$L\_1, D\_0\$ 的电流减小到零时, 自然地 ZCS 关断, 这一模式结束, 在这一模式中有:

$$i_{L1} = i_{D_0} = I_{L_0} - \frac{V_o}{L_1} t \quad (1)$$

$$i_{S_1} = \frac{V_o}{L_1} t \quad (2)$$

根据上式可求得模式1的工作时间 \$t\_{01}\$ 为:

$$t_{01} = \frac{L_1}{V_o} I_{L_0} \quad (3)$$

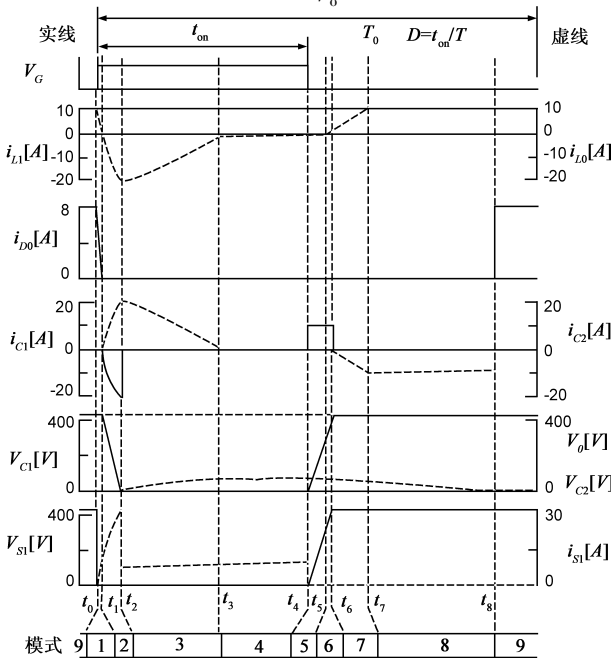


图2 变换器主要工作波形

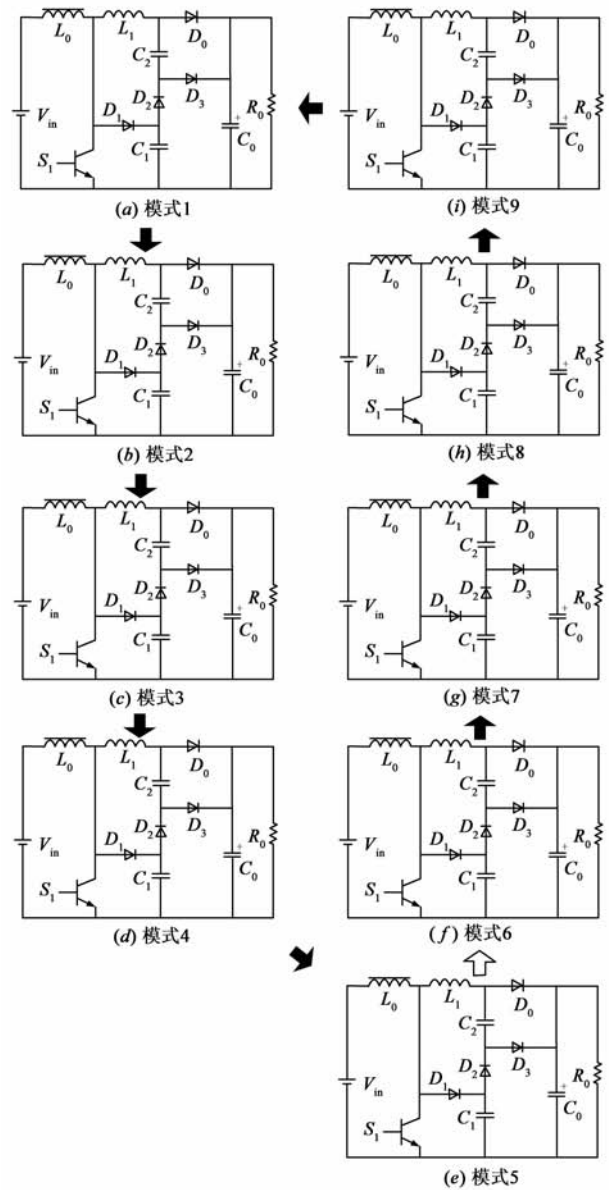


图3 变换器模式图

(2)模式2:[\$t\_1 \sim t\_2\$]如图3(b)所示. \$t\_1\$ 时刻, \$i\_{D\_0} = i\_{L\_1} = 0, D\_0\$ 为 ZCS 关断, \$D\_2\$ 开通, \$L\_1\$ 通过 \$D\_2\$ 与 \$C\_1, C\_2\$ 发生谐振, \$C\_1\$ 放电, \$C\_2\$ 充电. \$L\_1\$ 的电流 \$i\_{L\_1}\$ 从零开始谐振下降, \$C\_1\$ 的电压 \$v\_{C\_1}\$ 谐振下降, 当 \$C\_1\$ 的电压 \$v\_{C\_1}\$ 谐振下降到零时, 这一模式结束. 在这一模式中有:

$$i_{L_1} = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} \cdot V_o \cdot \omega_1 \cdot \sin \omega_1 t \quad (4)$$

$$v_{C_1} = \frac{1}{C_1 + C_2} \cdot V_o \cdot (C_1 + C_2 \cdot \cos \omega_1 t) \quad (5)$$

$$v_{C_2} = \frac{C_1}{C_1 + C_2} \cdot V_o \cdot (1 - \cos \omega_1 t) \quad (6)$$

式中: \$\omega\_1 = \sqrt{\frac{C\_1 + C\_2}{L\_1 \cdot C\_1 \cdot C\_2}}\$

模式 2 的工作时间  $t_{12}$

$$t_{12} = \sqrt{L_1 \cdot \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}} \cdot \cos^{-1} \left( -\frac{C_1}{C_2} \right) \quad (7)$$

$t_2$  时刻,  $C_2$  的充电电压和电流为:

$$v_{C_2}(t_2) = \frac{C_1}{C_2} \cdot V_o$$

$$i_{C_2}(t_2) = \sqrt{\frac{C_1(C_2 - C_1)}{L_1 \cdot C_2}} \cdot V_o$$

**(3) 模式 3:** [ $t_2 \sim t_3$ ] 如图 3(c) 所示.  $t_2$  时刻,  $v_{C_1} = 0$ ,  $D_1$  开通,  $L_1$  通过  $D_1$ 、 $D_2$  与  $C_2$  发生谐振.  $L_1$  的电流  $i_{L_1}$  开始谐振下降,  $C_2$  的电压  $v_{C_2}$  继续谐振上升, 当  $i_{L_1}$  谐振下降到零时, 这一模式结束.

$$i_{L_1} = \sqrt{\frac{C_1(C_2 - C_1)}{L_1 \cdot C_2}} \cdot V_o \cdot \cos \omega_2 t - \frac{C_1}{\sqrt{L_1 \cdot C_2}} \cdot V_o \cdot \sin \omega_2 t \quad (8)$$

$$v_{C_2} = \sqrt{\frac{C_1(C_2 - C_1)}{C_2}} \cdot V_o \cdot \sin \omega_2 t + \frac{C_1}{C_2} \cdot V_o \cdot \cos \omega_2 t \quad (9)$$

$$\text{式中: } \omega_2 = \sqrt{\frac{1}{L_1 \cdot C_2}}$$

模式 2 的工作时间  $t_{23}$

$$t_{23} = \sqrt{L_1 \cdot C_2} \cdot \cos^{-1} \left( \frac{C_1}{C_2} \right) \quad (10)$$

$t_3$  时刻,  $C_2$  的充电电压为:

$$v_{C_2}(t_3) = \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} \cdot V_o \quad (11)$$

**(4) 模式 4:** [ $t_3 \sim t_4$ ] 如图 3(d) 所示.  $t_3$  时刻,  $i_{L_1}$  下降到零,  $D_1$ 、 $D_2$  关断,  $C_1$ 、 $C_2$  的电压保持不变.

**(5) 模式 5:** [ $t_4 \sim t_5$ ] 如图 3(e) 所示.  $t_4$  时刻,  $S_1$  关断,  $S_1$  的电流通过  $D_1$  向  $C_1$  换流,  $C_1$  的电压从零开始上升,  $S_1$  为 ZVS 关断. 当  $C_1$  的充电电压为  $v_{C_1}(t_5) =$

$$\left( 1 - \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} \right) \cdot V_o \text{ 时, 这一模式结束.}$$

$$v_{C_1} = \frac{I_{L_o}}{C_1} \cdot t$$

模式 5 的工作时间  $t_{45}$

$$t_{45} = \frac{C_1}{I_{L_o}} \cdot \left( 1 - \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} \right) \cdot V_o$$

$t_5$  时刻,  $C_1$  的充电电压:

$$v_{C_1}(t_5) = \left( 1 - \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} \right) \cdot V_o$$

**(6) 模式 6:** [ $t_5 \sim t_6$ ] 如图 3(f) 所示.  $t_5$  时刻,  $v_{C_1}(t_5) = \left( 1 - \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} \right) \cdot V_o$ ,  $D_3$  开通,  $C_2$  通过  $D_3$  放电,  $C_2$  与  $C_0$ 、 $C_1$ 、 $L_1$  发生谐振,  $L_1$  的电流  $i_{L_1}$  从零开始谐振上升,  $C_1$

的电压继续谐振上升, 当  $C_1$  的电压谐振上升到输出电压  $V_o$  时, 这一模式结束.

$$v_{C_1} = \left( 1 - \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} - \frac{\sqrt{C_1 \cdot C_2}}{C_1 + C_2} (1 - \cos \omega_3 t) \right) V_o \quad (12)$$

$$v_{C_2} = \left[ 1 - \frac{C_1}{C_1 + C_2} (1 - \cos \omega_3 t) \right] \cdot \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} \cdot V_o \quad (13)$$

$$i_{L_1} = i_{C_2} = \sqrt{\frac{C_1^2}{L_1(C_1 + C_2)}} \cdot V_o \cdot \sin \omega_3 t \quad (14)$$

$$i_{C_1} = I_{L_o} - \sqrt{\frac{C_1^2}{L_1(C_1 + C_2)}} \cdot V_o \cdot \sin \omega_3 t \quad (15)$$

$$\text{式中: } \omega_3 = \sqrt{\frac{C_1 + C_2}{L_1 \cdot C_1 \cdot C_2}}$$

模式 6 的工作时间  $t_{56}$

$$t_{56} = \sqrt{L_1 \cdot \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}} \cdot \cos^{-1} \left( -\frac{C_1}{C_2} \right)$$

**(7) 模式 7:** [ $t_6 \sim t_7$ ] 如图 3(g) 所示.  $t_6$  时刻,  $C_1$  的充电电压为  $v_{C_1} = V_o$  时,  $D_2$  开通,  $C_2$  的电压  $v_{C_2}$  继续谐振下降,  $L_1$  的电流  $i_{L_1}$  继续谐振上升, 当  $L_1$  的电流  $i_{L_1}$  谐振上升到  $I_{L_o}$  时, 这一模式结束.

**(8) 模式 8:** [ $t_7 \sim t_8$ ] 如图 3(h) 所示.  $t_7$  时刻,  $i_{L_1} = I_{L_o}$ ,  $D_1$ 、 $D_2$  关断,  $L_o$  的电流  $I_{L_o}$  通过  $L_1$ 、 $C_2$ 、 $D_3$  流向负载.

**(9) 模式 9:** [ $t_8 \sim t_9$ ] 如图 3(i) 所示.  $t_8$  时刻,  $C_2$  的电压下降到零时,  $D_3$  关断,  $D_o$  开通, 电路又回到传统的 PWM 工作状态.  $t_9$  时刻,  $S_1$  开通, 电路又重复上一个周期的工作.

### 3 软开关条件分析

#### 3.1 $S_1$ 关断时的 ZVS 条件

要实现  $S_1$  的 ZVS 关断, 关键在于模式 1 和模式 2. 模式 1 实现了  $D_o$  的零电流软关断, 而  $D_o$  的关断又为  $L_1$  与  $C_1$ 、 $C_2$  的谐振创造了条件. 在模式 2, 要实现  $S_1$  零电压开通必须保证  $v_{C_1}$  在开关管  $S_1$  开通之前从  $V_o$  谐振到零, 需要满足以下条件:

$$T_{on} \geq t_{01} + t_{12} \quad (16)$$

式中:  $T_{on}$  为  $S_1$  脉冲宽度.

由式(3)和式(7)可求得  $T_{on}$  为:

$$T_{on} \geq \frac{V_o}{L_1} I_{L_o} + \sqrt{L_1 \cdot \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}} \cdot \cos^{-1} \left( -\frac{C_1}{C_2} \right) \quad (17)$$

#### 3.2 $S_2$ 开通时的 ZCS 条件

在重负载时, 要实现  $S_1$  的 ZCS 开通, 关键在于模式 7,  $C_2$  的电压  $v_{C_2}$  下降到零之前,  $L_1$  的电流  $i_{L_1}$  必须下降到零, 所以模式 7 的谐振电流的最大值如果大于输入滤波电感  $L_o$  的电流  $I_{L_o}$ , 即满足下式  $S_1$  可实现 ZCS 开通.

$$\frac{V_o}{\sqrt{L_1/C_1}} > I_{L_o} \quad (18)$$

在轻负载时,要实现  $S_1$  的 ZCS 开通,关键在于模式 6,  $L_1$  的电流  $i_{L_1}$  下降到零之前,  $C_1$  的电压  $v_{C_1}$  必须充电至输出电压  $V_o$ , 所以依据式(15),模式 6 的谐振电流最大值必须小于  $L_o$  的电流  $I_{L_o}$ , 其条件为:

$$\sqrt{\frac{C_1^2}{L_1(C_1 + C_2)}} \cdot V_o < I_{L_o} \quad (19)$$

定义如下 2 个特性评价参数  $k, \alpha$ .

$$k = \frac{V_o}{V_{in}} \quad \alpha = \frac{I_{L_o}}{V_{in}} \cdot \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} \quad (20)$$

显然,要使  $S_1$  实现零电流开通,必须同时满足式(18)和式(19),用  $k, \alpha$  表示有

$$\sqrt{\frac{C_1}{C_1 + C_2}} \cdot k < \alpha < k \quad (21)$$

#### 4 无源谐振网络参数的设计

在设计谐振网络参数时,输出额定功率  $P_o = 5\text{kW}$  时的占空比  $D = 0.5$ , 输入电压  $V_{in} = 200\text{V}$ , 输出电压  $V_o = 400\text{V}$ , 输出容量范围  $1\text{kW} \sim 5\text{kW}$ , 考虑到软开关实现条件,回路参数设计如下:

(1) 负载电阻  $R_o$ .

$$R_o = \frac{V_o^2}{P_o} \quad (22)$$

由于输出容量范围  $1\text{kW} \sim 5\text{kW}$ , 所以依据式(22)求得负载范围  $32\Omega \sim 160\Omega$ .  $L_o$  的电流  $I_{L_o}$ .

$$I_{L_o} = \frac{V_o^2}{V_{in} \cdot R_o} \quad (23)$$

(2) 依据重负载时的软开关条件式(18)有

$$256 \cdot C_1 > L_1 \quad (24)$$

(3) 辅助谐振电感  $L_1$  和主谐振电容  $C_1$

$L_1$  和  $C_1$  的确定要考虑到  $S_1$  的电流和电压应力. 图 4 为不同  $L_1$  时的  $S_1$  的电流应力  $di/dt$  特性, 图 5 为不同  $C_1$  时的  $S_1$  的电压应力  $dv/dt$  特性.

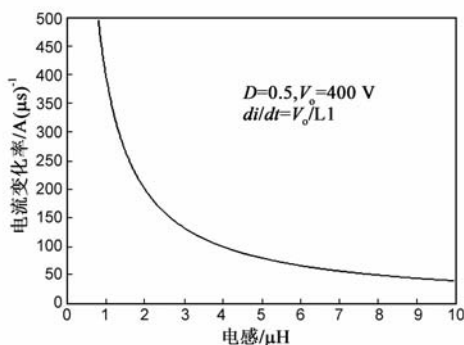


图 4  $L_1$  的  $di/dt$  特性

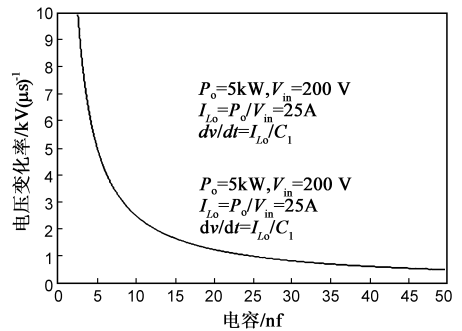


图 5  $C_1$  的  $dv/dt$  特性

依据图 4 和图 5, 结合  $S_1$  的电流和电压应力, 选取  $C_1 = 20\text{nF}$ ,  $L_1 = 3\mu\text{H}$ .  $C_1$  和  $L_1$  的选取满足式(24)的要求.

(4) 依据轻负载 ( $R_o = 160\Omega$ ) 时的软开关条件式(19)有

$$\sqrt{\frac{C_1}{C_1 + C_2}} \cdot \frac{1}{\sqrt{L_1/C_1}} < \frac{1}{80} \quad (25)$$

$$\frac{C_1}{C_1 + C_2} \cdot \frac{1}{L_1/C_1} < \frac{1}{6400} \quad (26)$$

将  $C_1, L_1$  代入式(26)可得  $C_2$ :

$$C_2 > \frac{2500}{3} = 833.3\text{nF} \quad (27)$$

取  $C_2 = 1\mu\text{F}$ , 在输出容量  $1\text{kW} \sim 5\text{kW}$  全范围内,  $S_1$  可实现 ZCS 开通.

将上述求得的回路参数值代入  $S_1$  的 ZVS 关断条件式(17)有:

$$T_{on} \geq \frac{V_o}{L_1} I_{L_o} + \sqrt{L_1 \cdot \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}} \cdot \cos^{-1} \left( -\frac{C_1}{C_2} \right) = 0.572\mu\text{s} \quad (28)$$

即使  $D = 0.5$ , 开关频率  $f = 100\text{kHz}$  的条件下,  $T_{on} = 5\mu\text{s}$ , 充分满足式(28).

#### 5 实验结果价及特性评价

基于上述电路拓扑和分析, 制作了  $20\text{kHz}$ 、 $5\text{kW}$  IGBT 原理样机. 输入电压  $V_{in} = 200\text{V}$ , 输出电压  $V_o = 400\text{V}$ , 输出容量范围  $P_o = 1\text{kW} \sim 5\text{kW}$ ,  $L_o = 5000\mu\text{H}$ ,  $L_1 = 3\mu\text{H}$ ,  $C_1 = 20\text{nF}$ ,  $C_2 = 1\mu\text{F}$ ,  $C_2 = 2000\mu\text{F}$ .

##### 5.1 开关管和输出整流二极管波形评价

图 6、图 7 分别是在输出容量  $1\text{kW}$  时的  $S_1$  和  $D_o$  开通和关断时的电压和电流波形, 图 8、图 9 分别是在输出容量  $5\text{kW}$  时的  $S_1$  和  $D_o$  开通和关断时的电压和电流波形以及开关运行轨迹相平面图.

从波形中可以看到开关管和输出整流二极管没有电压和电流尖峰, 并且  $di/dt, dv/dt$  小, 减小了开关管的电压和电流应力, 解决了输出二极管的反向恢复问

题.另外,从开关的运行轨迹相平面图看,开关的电压和电流运行于电压轴和电流轴,所以开关器件在零电压或零电流的条件下开通和关断,即  $S_1$  为 ZCS 开通、ZVS 关断,  $D_o$  为 ZVS 开通、ZCS 关断.实验结果与前面的理论分析结果相一致.

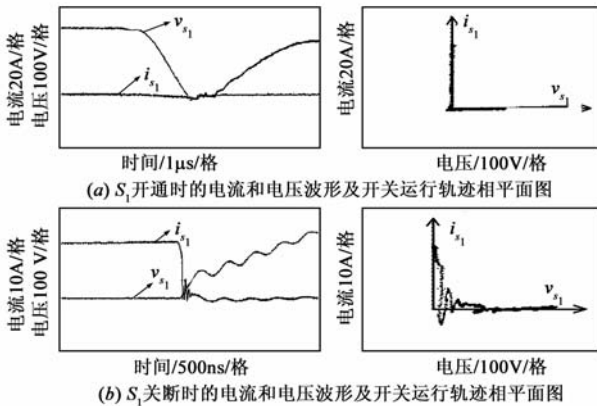


图6 输出容量 $P_o=5kW$ 时的开关管 $S_1$ 电流和电压波形

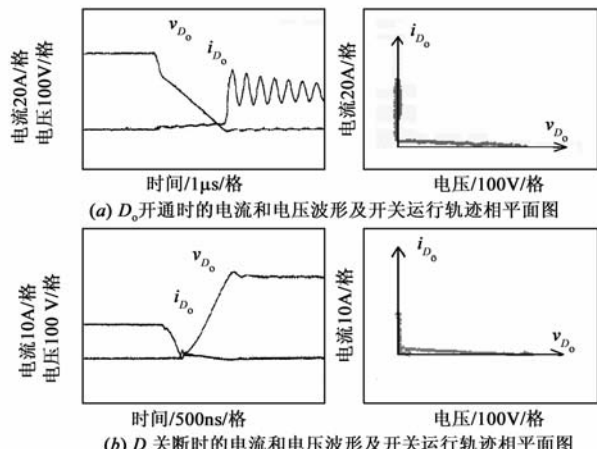


图7 输出容量 $P_o=5kW$ 时的二极管 $D_o$ 电流和电压波形

### 5.2 效率评价

图8是相对于实验样机输出容量  $P_o$  的综合实测效率特性.

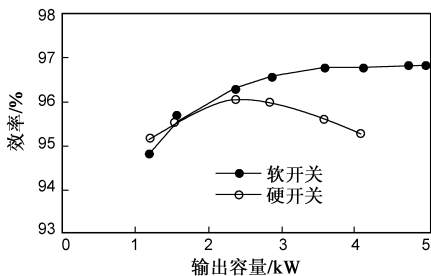


图8 效率曲线

从图8的实测效率曲线可知,与以前硬开关变换器相比,本软开关变换器在很宽的负载范围内可获得高效率,在额定输出容量(5kW)时的效率为97%.该变换器在高输出容量范围内具有很高的电力变换效率特性.

### 5.3 效率评价放射性电磁干扰 EMI 特性

图9(a)、(b)分别给出了天线先水平状态与垂直状态时的软开关变换器和硬开关变换器的 EMI 特性曲线.可以看出从30M~1GHz全频率范围内,软开关变换器的放射性干扰 EMI 值明显低于硬开关变换器的放射性干扰 EMI 值.

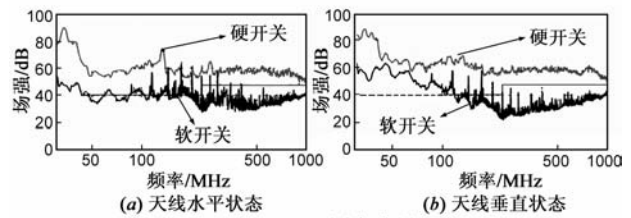


图9 EMI测定结果

### 6 结论

本文构造了一种新型无源软开关变换器电路拓扑,详细分析了该变换器的工作原理,给出了软开关实现条件和谐振网络的参数设计.通过理论分析和在5kW原理样机的实验研究得出如下结论:(1)通过采用简单的无源辅助谐振网络实现了开关管的软开关,降低了开关损耗;(2) $di/dt$ ,  $dv/dt$  小,减小了开关管的电压和电流应力,同时也降低了硬开关变换器引起的 EMI 问题、输出整流二极管的反向恢复问题;(3)在很宽的负载范围内,零电流、零电压开关条件均可以得到保证;(4)在5kW原理样机上得到97%的实测高效率.该电路适宜大中功率的软开关变换器.

#### 参考文献:

- [1] Zhu J Y. Zero-voltage and zero-current-switched PWM DC-DC Converters using active snubber[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1999, 35(6): 1406 - 1412.
- [2] 褚恩辉.一种零电压零电流转移斩波电路[J].电机与控制学报,2009,13(4):477 - 482.  
Chu E H. Zero-voltage and zero-current transition chopper circuit[J]. Electric Machines and Control, 2009, 13(4): 477 - 482. (in Chinese)
- [3] Chu E H, Srawouth C, Nakamura M. A novel topology of series resonant high-frequency soft switching PFM boost type chopper controlled DC-DC power converter[J]. Transactions of the Institute of Electronics, Information and Communication Engineers C, 2002, 85(10): 917 - 923.
- [4] 褚恩辉,程洪波,刘秀■,张化光.交错并联双管正激软开关变流器的动态分析[J].仪器仪表学报,2009,30(9): 1621 - 1627.  
Chu E H, Cheng H P, Liu X C, Zhang H G. Dynamic research on interleaving double switch forward soft switching converter [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2009, 30(9):

- 1621 – 1627. (in Chinese)
- [5] 胡宗波, 张波, 邓卫华. PWM 直流变换器中一种新型的零电压零电流转换开关单元[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(3): 126 – 134.  
Hu Z B, Deng W H. Novel zvzct soft-switching cell in pwm dc-dc converter [J]. Proceedings of the Chinese Society of Electrical Engineering, 2004, 24(3): 126 – 134. (in Chinese)
- [6] Nikhil Jain, Praveen Jain K, Geza Joos. A Zero voltage transition boost converter employing a soft switching auxiliary circuit with reduced conduction losses[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2004, 19(1): 130 – 139.
- [7] Tsuruta Y, Kawamura A. Proposal of 98.5% high efficiency chopper circuit for the electric vehicle and the verification[J]. IEEJ Transactions on Industry Applications, 2005, 125(11): 977 – 987.
- [8] 林国庆. 一种新型的零电压零电流转移 DC-DC 变换器[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(22): 106 – 109.  
Lin G Q. A novel zero-voltage and zero-current transition dc-dc converter[J]. Proceedings of the Chinese Society of Electrical Engineering, 2007, 27(22): 106 – 109. (in Chinese)
- [9] 邓 焰, 吴燮华, 何湘宁, 钱照明. 一种新型高功率逆变桥臂无源无损耗吸收电路[J]. 中国电机工程学报, 2000, 20(3): 5 – 9.  
DENG Yan WU Xie-hua HE Xiang-ning QIAN Zhao-ming. A novel passive lossless snubber for power inverter bridge legs [J]. Proceedings of the Chinese Society for Electrical Engineering, 2000, 20(3): 5 – 9. (in Chinese)
- [10] Smith K M, Smedly J K. Engineering design of lossless passive soft switching methods for PWM converters-part I: With minimum voltage stress circuit cells[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2001, 16(3): 336 – 344.

#### 作者简介:



褚恩辉 男, 1965 年 10 月出生, 副教授, 硕士生导师. 日本电气学会 IEEJ 会员. 1994 年和 2003 年分别在东北大学和日本山口大学获工学硕士和工学博士学位. 主要从事现代电力电子及应用、高频软开关力变换系统及控制方式、电机控制技术等方面的研究和教学工作.  
E-mail: chuenhui2008jp@yahoo.com.cn